

This Page Is Inserted by IFW Operations
and is not a part of the Official Record

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images may include (but are not limited to):

- BLACK BORDERS
- TEXT CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES
- FADED TEXT
- ILLEGIBLE TEXT
- SKEWED/SLANTED IMAGES
- COLORED PHOTOS
- BLACK OR VERY BLACK AND WHITE DARK PHOTOS
- GRAY SCALE DOCUMENTS

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

**As rescanning documents *will not* correct images,
please do not report the images to the
Image Problem Mailbox.**

(19)



JAPANESE PATENT OFFICE

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11) Publication number: **07115369 A**(43) Date of publication of application: **02 . 05 . 95**

(51) Int. Cl.

H03M 7/30**G10L 7/04****H03H 17/02**(21) Application number: **05280307**(71) Applicant: **EIBITSUTO:KK**(22) Date of filing: **14 . 10 . 93**(72) Inventor: **OBINATA HAJIME**

(54) **CONSTITUTING METHOD FOR HIGH SPEED
ARITHMETIC HIGH PERFORMANCE FILTER
BANK**

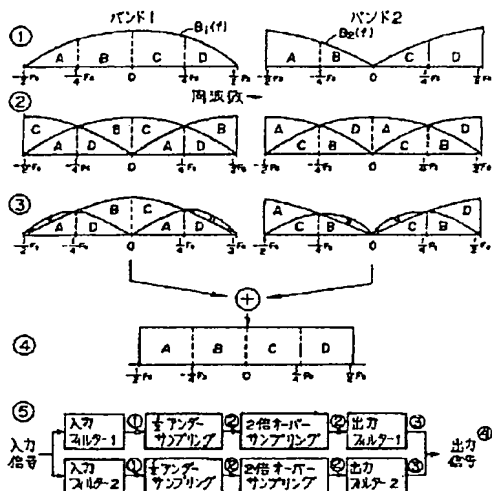
figure 3.

COPYRIGHT: (C)1995,JPO

(57) Abstract:

PURPOSE: To enlarge an attenuation characteristic, to cancel a turning-back noise, and also, to reduce the calculating amount by executing one of a linear transfer conversion and a Herbert conversion to an odd number band or an even number band, and using a DCT for the respective bands.

CONSTITUTION: When a sampling frequency, four bands, and a function of a filter curve are denoted as E_S , A-D, and $B_1(f)$ by a band 1 and $B_2(f)$ by a band 2 in $-1/2 \cdot F_s \leq f \leq 1/2 \cdot F_s$, respectively, an input signal is divided into two of the band 1 and the band 2 as shown in the figure 1. Subsequently, by executing under-sampling, such a characteristic as shown in the figure 2 is obtained, and a turning-back noise is generated. Next, when an output filter is applied after over-sampling in order to synthesizing again a signal of each band, such a filter characteristic as shown in the figure 3 is obtained. In order to obtain an original signal shown in the figure 4, an output signal is set by adding the signals of the band 1 and the band 2 in the



(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平7-115369

(43) 公開日 平成7年(1995)5月2日

(51) Int.Cl.⁶

識別記号

庁内整理番号

F I

技術表示箇所

H 0 3 M 7/30

A 8842-5 J

G 1 0 L 7/04

H

G

H 0 3 H 17/02

E 8842-5 J

審査請求 未請求 請求項の数 2 F D (全 14 頁)

(21) 出願番号 特願平5-280307

(22) 出願日 平成5年(1993)10月14日

(71) 出願人 593202025

株式会社エイビット

東京都八王子市平岡町29番地11

(72) 発明者 小日向 肇

東京都八王子市平岡町29番地11 株式会社

エイビット内

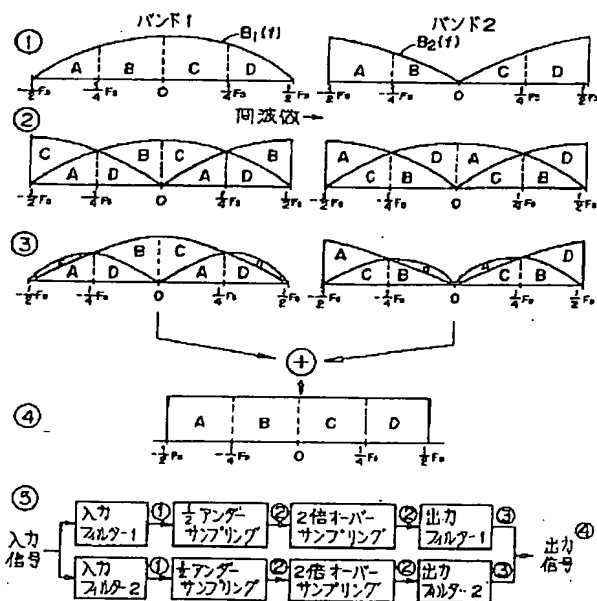
(74) 代理人 弁理士 草野 浩一

(54) 【発明の名称】 高速演算高性能フィルタバンクの構成方法

(57) 【要約】 (修正有)

【目的】 音楽及び音声信号を圧縮して符号化する帯域分割符号化に用い、フィルタの減衰特性が十分大きく、近隣のバンド同志でのみ、折り返し雑音のキャンセルを行えて且つ、分割バンド数が増大しても、DSPで実現できない程計算量が増大しない。

【構成】 サンプル周波数を F_s 、4つの帯域の信号を A 乃至 D、そしてフィルタカーブの関数を $-1/2 \cdot F_s \leq f \leq 1/2 F_s$ において、バンド1で $B_1(f)$ 、バンド2で $B_2(f)$ とすると、①に示すように、入力信号はバンド1及びバンド2に2分割される。ついで $1/2$ アンダーサンプリングすることによって、②のような特性となり、折り返し雑音が発生する。そして、各バンドの信号を再び合成するためにオーバーサンプリング後に出力フィルタをかけると③に示すフィルタ特性となる。④に示すような元の信号とするために③のバンド1及びバンド2の信号を加算する。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 入力信号からブロック毎にNサンプルデータを取り出す第1ステップと、第1ステップで得られたデータにウィンドウを乗算する第2ステップと、第2ステップで得られたデータを折りたたみ加算する第3ステップと、第3ステップで得られた結果に対してN次IDCTを行う第4ステップとを含み、奇数バンドと偶数バンドの一方で直線位相変換に、他方でヘルベルト変換になるように前記IDCTを行ってNバンド出力を得ることを特徴とする高速演算高性能フィルタバンク構成方法。

【請求項2】 入力信号からウィンドウ幅のバンド数に対する倍率Wとサンプル数Nとを乗じた長さのブロック信号をNサンプルづつずらして取り出す第1ステップと、取り出された前記ブロック信号にウィンドウを乗算した後に折りたたみ加算する第2ステップと、第2ステップで得られた信号を偶数バンド又は奇数バンドに対応して一方が直線位相変換に、他方がヘルベルト変換になるように、N次IDCT処理する第3ステップと、第3ステップで得られた信号をアンダーサンプリングしてNバンド出力として伝送する第4ステップと、伝送されたNバンド出力をオーバーサンプリングした後、偶数バンドと奇数バンドに分け、それぞれN次DCT処理を行う第5ステップと、第5ステップで得られた偶数バンドN次DCT出力と奇数バンドN次出力とを逆方向加算及び逆方向減算し、それぞれの演算出力をそれぞれ $W \times N$ の長さのシフトレジスタに1ブロック毎にシフトしながら格納する第6ステップと、前記各シフトレジスタの格納データを逐次読みだし、ウィンドウと乗算した後に折りたたみ加算する第7ステップとを含み、前記入力信号をNサンプル出力して復調することを特徴とする高速演算高性能フィルタバンク構成方法。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】本発明は、音楽及び音声信号を圧縮して符号化する高効率帯域分割符号化等に用いられるフィルタバンクの構成方法に関するものである。

【0002】

【従来の技術】従来から用いられているHiHiオーディオデジタル信号の圧縮においては、バンドのサブバンドフィルターの処理、代表値正規化、ビットアロケーション、量子符号化、フレームデータ化、通信路を経て同期エラー処理、複号化、代表値逆正規化、そして多バンドの逆サブバンドフィルター処理の手順でマルチバンドサブコーディングの処理を行っている。実際のフィルターバンク処理はデジタルで行われ、DSPを用いて演算処理によりフィルターバンクを構成している。

（「ラジオ技術」1991年12月号、第156頁乃至第161頁、「ラジオ技術」1993年2月号、第54頁乃至第60頁）

【0003】前記フィルターバンクの構成の仕方としては、FIRフィルターによる方法、MDCTによる方法、DFTバンクによる方法がある。FIRフィルターによる方法では、バンド数をB、ウィンドウ長さをバンド数BのM倍とした最大間引きフィルターバンクを構成すると、乗算回数及び加算回数がともに MB^2 必要となり、バンド数の2乗に比例して計算量が増大する。

【0004】また、MDCTによる方法では、前記フィルターバンクがDCT/DSTを用いて高速演算できるため、乗算回数は $(\log_2 B) B/2 + M \cdot B$ 、加算回数は $(\log_2 B) 3B/2 - B + 1 + M \cdot B$ となり、バンド数を増大させても、ほぼバンド数に比例して計算量が増大するだけであるが、Mが2に限られているため、バンドの減衰特性が悪く、時間軸上で折り返し雑音のキャンセルをおこなうことから、周波数領域でのフィルター設計に自由度がない。

【0005】さらに、DFTバンクによる方法では、DFT(FFT)の1回と、ウィンドウの1回の乗算、加算で済み、Mも任意であるため、フィルタ特性を自由に設計でき、減衰特性も充分であるが、フィルターを再構成するためには、隣接バンドとの折り返し雑音キャンセルだけではだめで、複雑な再構成フィルターを必要とする。

【0006】

【発明が解決しようとする課題】音楽及び音声信号を圧縮して符号化する帯域分割符号化に用いられるフィルターバンクに必要とされる条件は、

- ①フィルターの減衰特性が十分大きいこと（120dB以上が望ましい）
- ②近隣のバンド同志でのみ、折り返し雑音のキャンセルを行えること
- ③分割バンド数が増大しても、DSPで実現できない程計算量が増大しないことである。

【0007】前記FIRフィルターによる方法では、上記①、②を満足できるものの、分割バンド数の2乗に比例して計算量が増大し、上記③を満足しない。また、前記MDCTによる方法では、上記②、③を満足するが、上記①において、ウィンドウの幅が分割バンドの2倍に限られて満足しない。そして、前記DFTバンクによる方法では、上記①、③は満足できるが、上記②は、全バンドによる複雑な折り返しキャンセルが必要となるため、満足できない。

【0008】本発明は、条件①乃至③の全てを満足する帯域分割符号化における高速演算高性能フィルターバンクを提供することを目的としている。

【0009】

【課題を解決するための手段】本発明は、上記課題を解決するために、入力信号からブロック毎にNサンプルデータを取り出す第1ステップと、第1ステップで得られたデータにウィンドウを乗算する第2ステップと、第2

ステップで得られたデータを折りたたみ加算する第3ステップと、第3ステップで得られた結果に対してN次IDCTを行う第4ステップとを含み、奇数バンドと偶数バンドの一方で直線位相変換に、他方でヘルベルト変換になるように前記IDCTを行ってNバンド出力を得ること、及び、入力信号からウィンドウ幅のバンド数に対する倍率Wとサンプル数Nとを乗じた長さのブロック信号をNサンプルずつずらして取り出す第1ステップと、取り出された前記ブロック信号にウィンドウを乗算した後に折りたたみ加算する第2ステップと、第2ステップで得られた信号を偶数バンド又は奇数バンドに対応して一方が直線位相変換に、他方がヘルベルト変換になるように、N次IDCT処理する第3ステップと、第3ステップで得られた信号をアンダーサンプリングしてNバンド出力として伝送する第4ステップと、伝送されたNバンド出力をオーバーサンプリングした後、偶数バンドと奇数バンドに分け、それぞれN次DCT処理を行う第5ステップと、第5ステップで得られた偶数バンドN次DCT出力と奇数バンドN次出力とを逆方向加算及び逆方向減算し、それぞれの演算出力をそれぞれ $W \times N$ の長さのシフトレジスタに1ブロック毎にシフトしながら格納する第6ステップと、前記各シフトレジスタの格納データを逐次読みだし、ウィンドウと乗算した後に折りたたみ加算する第7ステップとを含み、前記入力信号をNサンプル出力して復調することにより高速演算高性能フィルタバンク構成方法としたものである。

【0010】フィルターの減衰特性を十分に大きくし、隣接するバンドとのみ帯域の重なりが生じるようにし、折り返し雑音のキャンセルを行うため、奇数バンドもしくは偶数バンドのどちらかをヘルベルト変換（位相90°変換）フィルターとし、もう一方を直線位相フィルターとする。さらにウィンドウを乗算した後、奇数バンド及び偶数バンドのそれぞれにDCTを用いることによって計算量を低減したものであり、前記条件①乃至③を満足する構成とした。

【0011】

【作 用】上記のような、高速演算高性能フィルタバンクを帯域分割符号化に用いることにより、非常に大きなバンド数で各バンドの減衰量も大きく、折り返し雑音もキャンセルできるフィルタバンクが、DSPによってリアルタイムで安易に実現できる。

【0012】

【実施例】以下、本発明の実施例について、図面を参照しながら説明する。まず、本発明において、折り返し雑音をキャンセルすることができることを説明する。簡単な実施例として、図1の⑤に示されるような2分割フィルタバンクを考える。入力信号は、入力フィルター1及び2で2分割されてから、それぞれを $1/2$ アンダーサンプリング後に2倍オーバーサンプリングして、それぞれを出力フィルター1及び2で復号され、最後に両方

を加算されて出力信号となる。ここで、サンプリング周波数を F_s 、4つの帯域の信号をA乃至D、そしてフィルターカーブの関数を $-1/2 \cdot F_s \leq f \leq 1/2 \cdot F_s$ において、バンド1で $B_1(f)$ 、バンド2で $B_2(f)$ とすると、図1の①に示すように、入力信号はバンド1及びバンド2に2分割される。ついで $1/2$ アンダーサンプリングすることによって、図1の②のような特性となり、折り返し雑音が発生する。そして、各バンドの信号を再び合成するために、オーバーサンプリング後に出力フィルターをかけると図1の③に示すフィルター特性となる。図1の④に示すような元の信号とするために③のバンド1及びバンド2の信号を加算する。

【0013】図1において、2つのバンドを加算した時に、折り返し雑音がキャンセルでき、元の信号が残る条件が必要となる。図1の⑤の入力フィルターと出力フィルターとは同一特性として、図1の③の各帯域の信号を求めると次のようになる。

$$-1/2 \cdot F_s \leq f \leq -1/4 \cdot F_s \text{ (元の信号A)}$$

$$\text{バンド1} \quad B_1^2(f) \cdot A + B_1(f + 1/2 \cdot F_s) \cdot B_1(f) \cdot C$$

$$\text{バンド2} \quad B_2^2(f) \cdot A + B_2(f + 1/2 \cdot F_s) \cdot B_2(f) \cdot C$$

$$-1/4 \leq f \leq 0 \text{ (元の信号B)}$$

$$\text{バンド1} \quad B_1^2(f) \cdot B + B_1(f + 1/2 \cdot F_s) \cdot B_1(f) \cdot D$$

$$\text{バンド2} \quad B_2^2(f) \cdot B + B_2(f + 1/2 \cdot F_s) \cdot B_2(f) \cdot D$$

$$0 \leq f \leq 1/4 \cdot F_s \text{ (元の信号C)}$$

$$\text{バンド1} \quad B_1^2(f) \cdot C + B_1(f + 1/2 \cdot F_s) \cdot B_1(f) \cdot A$$

$$\text{バンド2} \quad B_2^2(f) \cdot C + B_2(f + 1/2 \cdot F_s) \cdot B_2(f) \cdot A$$

$$1/4 \leq f \leq 1/2 \cdot F_s \text{ (元の信号D)}$$

$$\text{バンド1} \quad B_1^2(f) \cdot D + B_1(f + 1/2 \cdot F_s) \cdot B_1(f) \cdot C$$

$$\text{バンド2} \quad B_2^2(f) \cdot D + B_2(f + 1/2 \cdot F_s) \cdot B_2(f) \cdot C$$

ただし、 $B_1(f + 1/2 \cdot F_s) = B_1(f - 1/2 \cdot F_s)$ 、 $B_2(f + 1/2 \cdot F_s) = B_2(f - 1/2 \cdot F_s)$ である。

【0014】上記のように、各バンドの各帯域における信号のうち、第1項目は元の信号の成分を、そして、第2項目は折り返し雑音の成分を表している。そこで、バンド1とバンド2を加算した時に、元の信号が戻る条件を求めると、

$$B_1^2(f) + B_2^2(f) = 1$$

となる。また、バンド1とバンド2を加算した時に、折り返し雑音をキャンセルできる条件を求めると、上記第2項目がそれぞれの帯域で0となれば良いから、

$$B_1(f + 1/2 \cdot F_s) \cdot B_1(f) = -B_2(f + 1$$

$$/2 \cdot F_s) \cdot B_2(f)$$

となる。この条件を満たすためには、

$$B_1(f) = j B_2(f + 1/2 \cdot F_s)$$

$$\text{あるいは } B_2(f) = j B_1(f + 1/2 \cdot F_s)$$

である必要がある。このことは、バンド1とバンド2のフィルタカーブは同一でシフトしたものとして、片方のバンドを直線位相変換、もう一方のバンドをヘルベルト変換とすれば、両バンドを加算したとき、折り返し雑音のキャンセルを実現できることがわかる。

【0015】本発明においては、前記2つの条件、即ち元の信号が戻る条件と折り返し雑音がキャンセル条件がフィルタ関数に満たされた時、元の信号が復調される。フィルタバンクの分割数が多数である場合、奇数バンドと偶数バンドに分けることにより、各バンドのフィルタを演算するときに、偶数バンドを直線位相変換、奇数バンドをヘルベルト変換、あるいは逆の組合せとすると、近隣のバンドのみで折り返し雑音をキャンセルすることができる。本発明では、これらの変換を高速に演算するために、DCTを用いている。

【0016】入力信号をサブバンドに分割し出力信号として復調する手順について、偶数バンドを直線位相変換、奇数バンドをヘルベルト変換とした場合を説明する。

【0017】サブバンドフィルタを構成するには、まず基本となるローパスフィルタを設計し、それを周波数軸上でシフトすることにより任意の特性のフィルタを得ることができる。シフトするときに、直線位相フィルタにしたければ、周波数軸上で左右方向に同じだけ移動させる。これは、時間軸上では、基本ローパスフィルタのインパルス応答（ウィンドウ）にコサイン関数を乗算することにより得られる。この時、シフトする量によりコサイン関数の周波数は異なっている。

【0018】このことから、1つのサブバンドを計算するには、基本ローパスフィルタのウィンドウにシフトコサイン関数を乗算した後に入力信号をたたみ込み乗算をし、アンダーサンプリングして出力信号となる。ここで、各サブバンドの計算で異なるのはコサイン関数の周

波数のみである。また、アンダーサンプリングを行うために、たたみ込み乗算は、入力信号の各サンプルに対して行う必要はなく、分割バンド数をNとすれば、N回に1回で良い。これら手順をまとめて図示すると、図2のようになり、1つのサブバンドの出力信号とすると、入力信号をN個シフトして同じ計算を繰り返し、すべての信号を加算する。このようにして得られた各バンドでは、基本ローパスフィルタのウィンドウと入力信号との乗算は共通となるので、全てのサブバンドを計算してもこの計算は図1で済むことになるから、図3に示すように、図2に示した手順を入れ替えて、入力信号と基本ローパスフィルタのウィンドウを先に乗算し、その後、シフトコサイン関数を乗算すると、計算量が低減される。

【0019】さらに、シフトコサイン関数の周期性を利用して計算量の低減を行う。分割バンド数をN、バンドの番号をK、時間軸上のサンプル番号をiとすると、シフトコサイン関数は、 $\cos[(2K+1) \cdot \pi i / 2N]$ で表せる。基本ローパスフィルタを $\pm(2K+1)\pi/2N$ だけシフトするものとする。区間0～N-1におけるシフトコサイン関数を基本シフトコサイン関数とすると、他の区間については、次のようになる。

区間N～2N-1 ($1 \leq i \leq N-1$)

$$\cos[(2K+1)\pi(2N-i)/2N]$$

$$= \cos[-(2K+1)\pi i / 2N + (2K+1)\pi]$$

$$= -\cos[(2K+1)\pi i / 2N]$$

区間-N～-N-1 ($0 \leq i \leq N-1$)

$$\cos[(2K+1)\pi(i-2N)/2N]$$

$$= -\cos[(2K+1)\pi i / 2N]$$

区間-N～-1 ($1 \leq i \leq N-1$)

$$\cos[(2K+1)\pi i / 2N]$$

これらをまとめ、各区間における基本シフトコサイン関数により表現すると、表1のようになる。

【0020】

【表1】

区 間	-2N～-N-1	-N～-1	0～N-1	N～2N-1
符 号	-	+	+	-
時間軸方向	正方向	逆方向	正方向	逆方向

【0021】表1で分かるように、これは4N同期で繰り返され、シフトコサイン関数は長さNの基本シフトコサイン関数により表せることを示している。その結果、サブバンドの計算手順は図4に示すようになり、図3におけるシフトコサイン関数の代わりに、基本シフトコサイン関数で計算できる。各サブバンドで異なるのは、基本シフト関数のみであり、入力信号と基本ローパスフィルタのウィンドウとの乗算後において、折り返し加算をする。このとき、点Nと点-Nは加算しない。ここ

で、折り返し加算された信号から、サブバンドの出力信号を全てのサブバンドについて一度に計算する方法がIDCTである。IDCTは高速処理法が存在するため、計算が少なくて済む。以上で、偶数バンドの出力信号を求めることができる。

【0022】さらに、奇数バンドについては、ヘルベルト変換しないと、最終的に折り返し雑音をキャンセルすることができなくなるので、奇数バンドでは、偶数バンドでの計算手順と同様であるのが、別に計算する必要が

ある。ヘルベルト変換でフィルターを計算する場合には、周波数が正の方向では基本ローパスフィルターに j を、周波数が負の方向では $-j$ をそれぞれ乗算してシフトすることにより得ることができ、これは、時間軸上では基本ローパスフィルターのウィンドウに、サイン関数を乗算することである。奇数バンドの1つのサブバンドの出力信号を計算する手順は、偶数バンドにおける図2に示したと同様の手順により、シフトコサイン関数の代わりに、シフトサイン関数を用いて1つのサブバンドの出力信号を計算する。その手順を図5に示す。さらに図3で示したと同様に、計算手順を入れ替え、シフトサイン関数の性質から計算量を低減する。

【0023】分割バンド数を N 、バンドの番号を K 、時間軸上のサンプル番号を i とし、 K が奇数のときのみヘルベルト変換し、基本ローパスフィルターを $\pm (2K+1)\pi/2N$ だけシフトして計算する。このとき、シフトサイン関数は、 $-\sin[(2K+1)\pi i/2N]$ で表される。このシフトサイン関数で各区間を表すと次のようになる。

区間 $N \sim 2N-1$ ($0 \leq i \leq N-1$)

区 間	$-2N \sim -N-1$	$-N \sim -1$	$0 \sim N-1$	$N \sim 2N-1$
符 号	-	-	+	+
時間軸方向	逆方向	正方向	逆方向	正方向

【0026】表2からは、シフトサイン関数は、長さ N の基本シフトコサイン関数で表されることが分かる。その結果、図4で示された偶数バンドの計算手順と同様に行うことができ、図6に示すように、基本シフトコサイン関数による $IDCT$ を用いて、ヘルベルト変換されたサブバンドフィルターを計算できる。ただ、折たたみ加算の仕方が図4のそれとは異なる。

【0027】以上のように、元の信号に復調するときには折り返し雑音がキャンセルされるように、偶数バンドでは直線位相変換を、奇数バンドではヘルベルト変換を採用し、それぞれ $IDCT$ を用いてフィルターを計算することについて説明できたが、次に元の信号を復調する再構成フィルターバンクの計算手順について説明する。

【0028】1つのサブバンド信号から、元の信号を復調するには、基本ローパスフィルターのウィンドウの構造が適切でなければならない。ウィンドウの条件について述べる。ウィンドウを $W(w)$ 、分割バンド数を N としたとき、少なくとも、区間 $w \leq -\pi/N$ 、 $w \leq -\pi/N$ においてゲインが0となり、 $w=0$ を軸として左右対称、即ち $W(w) = W(-w)$ であることが必要である。さらにウィンドウ $W(w)$ を π/N だけずらした関数 $W(w-\pi/N)$ と $W(w)$ の間に、次の関係が近似的に成立させることである。区間 $0 \leq w \leq \pi/N$ において、

$$\{W(w)\}^2 + \{W(w-\pi/N)\}^2 = 1$$

従って、元の信号を復調するには、サブバンド分割時と

$$\begin{aligned} & -\sin[(2K+1)\pi(i+N)/2N] \\ & = \cos[(K+1)\pi + (2K+1)\pi i/2N] \\ & = \cos[(2K+1)\pi i/2N] \\ & \text{区間 } 0 \sim N-1 \quad (1 \leq i \leq N-1) \\ & -\sin[(2K+1)\pi(N-i)/2N] \\ & = \cos[-(K+1)\pi + (2K+1)\pi i/2N] \\ & = \cos[(2K+1)\pi i/2N] \\ & \text{区間 } -N \sim -1 \quad (0 \leq i \leq N) \\ & -\sin[(2K+1)\pi(i-N)/N] \\ & = -\cos[-(K+1)\pi + (2K+1)\pi i/2N] \\ & = -\cos[(2K+1)\pi i/2N] \\ & \text{区間 } -2N \sim -N-1 \quad (1 \leq i \leq N-1) \\ & -\sin[(2K+1)\pi(-N-i)/2N] \\ & = -\cos[(K+1)\pi + (2K+1)\pi i/2N] \\ & = -\cos[(2K+1)\pi i/2N] \end{aligned}$$

【0024】以上のことをまとめると表2のようになり、 $4N$ 周期で繰り返される。

【0025】

【表2】

再構成時とで、同一のウィンドウを使用しなければならない。このような条件を満たすウィンドウは、レメツ法によりパラメータを調整して求めることができる。

【0029】このようにウィンドウの構造を適切に選べば、全てのバンドの復調信号を加算することによって、折り返し雑音をキャンセルし、元の信号を復調することができる。その復調の計算手順を図7に示す。フィルターの構成は、前述のフィルターの計算手順と基本的に同じである。基本ローパスフィルターのウィンドウにシフトコサイン関数を乗算し、1つのサブバンド信号をたたみ込み乗算をする。この時、1サンプルずつシフトして乗算し、全てを加算すると、1つのサブバンド信号による復調信号が得られる。このたたみ込み乗算は、補完されたゼロとの乗算が殆んどなので、図8に示すように、1つのサブバンド信号をホールドした信号を用いて N 毎に加算し、区間長 N の復調信号を得る。

【0030】さらに、前述の表1でみたように、シフトコサイン関数の性質により、1つのサブバンド信号をホールドした信号とシフトコサイン関数との乗算は、基本シフトコサイン関数との乗算のみで、あとはその結果を繰り返し使用すれば良い。図9に示すように、基本シフトコサイン関数の乗算に $IDCT$ を用いて、サブバンド(偶数バンド)の信号を計算し、計算手順を入れ替えて、計算量を低減している。 $IDCT$ により N 個毎にシフトして計算された区間長 N の信号をシフトレジスターに入力する。基本ローパスフィルターのウィンドウと乗算

するときには、シフトレジスタから、区間 $-2N \sim -N$ では、そのままに、区間 $-N \sim 0$ では信号の向きを逆向きにというように読み出す。そして、 N 個ごとに信号を加算して元の信号を得る。

【0031】図9により、直線位相変換の偶数バンドの復調が、DCTを用いて、高速に実行できることが示されているが、ヘルベルト変換の奇数バンドについても、表2と同様にDCTを用いて、偶数バンドの復調と同様の手法により計算することができる。これらの結果を最後に加算すれば、全ての元の信号が復調できることになる。

【0032】さらに、シフトレジスタに入力する段階

区 間		$-2N \sim -N-1$	$-N \sim -1$	$0 \sim N-1$	$N \sim 2N-1$
偶 数 バ ン ド	符 号	—	+	+	—
	時間軸方向	正方向	逆方向	正方向	逆方向
ヘ ル ベ ル ト バ ン ド	符 号	—	—	+	+
	時間軸方向	逆方向	正方向	逆方向	正方向
逆加 算 方 向	種別	— A	B	A	— B

で、時間方向が正方向と逆方向の2つのシフトレジスタに入力し、かつ偶数バンドと奇数バンドの信号をこの段階で加算することによって、基本ローパスフィルターのウィンドウの乗算を1回で済ませることができる。表3に偶数バンドと奇数バンドのDCT結果が示されているが、その結果を逆方向加算したA、B2つの種類のシフトレジスタ出力のどちらかを使用すれば、全てを表現できる。なお、逆方向加算した種別Aは線形正方向+ヘルベルト逆方向、種別Bは線形逆方向-ヘルベルト正方向を示す。

【0033】

【表3】

【0034】次に2以上に N 分割されたフィルターバンクについて回路ブロック図を用いて説明する。2以上の多バンドに分割した場合でも、各バンドの重なっているところに関しては、2分割と同様になっており、2分割と同一条件により、折り返し雑音をキャンセルすることになり、各バンドは交互に直線位相変換とヘルベルト変換とが繰り返されなければならない。そして、フィルターバンクの計算手順は前述のとおりである。

【0035】4バンドに分割された場合の各バンドのフィルター特性を図10から図12に示す。図10において、上段にフィルターバンクの特性を示すが、周波数の正負の同一番号のバンドは同一のバンドであり、従って複素バンクではなく、実バンクである。また最大間引きフィルターバンクであり、図の点線のラインで折り返される。同図の下段に分割後の各バンドの特性を示している。偶数バンドは直線位相変換が、偶数バンドはヘルベルト変換が行われている。A~Pは帯域の場所を示し、 j は $+90$ 度の位相回転を、 $-j$ は -90 度の位相回転を表わしている。図11においては、分割してアンダーサンプリングした各バンドの特性を示しており、折り返し雑音が発生していることが分かる。図12は、再構成フィルターを通過の各バンドの特性を示しており、再構

成フィルターの特性は、分割フィルターと同一であるが、ヘルベルト変換の位相は 180 度反転している。この時、フィルターの特性が適当であれば、つまり、前述の2つの条件を満足していれば、折り返し雑音をキャンセルし近似的に元の信号に復調できる。図12中の-1は信号の符号が反転していることを示している。

【0036】図10に示されるような分割後のフィルター特性を得るために、図4に示される計算手順を実現するバンド分割の回路ブロック図を図13に示す。ウィンドウの幅のバンド数に対する倍率を W としたとき、入力信号から、 $W \times N$ サンプルの長さのブロック i をブロック取り出し回路で取り出し、 $W \times N$ 個のデータをそれぞれ、奇数バンド用と偶数バンド用のウィンドウ乗算、折りたたみ加算回路に入力する。そして奇数バンド用及び偶数バンド用のそれぞれの回路から出力される N 個のデータをそれぞれ N 次IDCT処理を行う。次いで、それぞれの出力を加算することにより N バンド出力を得る。このウィンドウ乗算、折りたたみ加算までの処理手順を示したのが、図14及び図15であるが、前述したように、ウィンドウ条件の1つに左右対称であることがあるから、ウィンドウの乗算に当たっては、左半分の長さを用いて計算量を減じている。ここでは $W=8$ の場合を示

している。そして、ウィンドウ乗算、折りたたみ加算回路からのN個のデータをIDCT処理する回路ブロックが図16に示されており、N=8の場合である。ここで、IDCT入力を X_k 、同出力を x_i としたとき、式

$$X_i = 1/N \cdot \sum_{k=0}^{N-1} X_k \cdot C_k \cdot \cos \{ (2i+1) \pi K / 2N \}$$

ただし、 $0 \leq i \leq N-1$, $C_k \{ 1 (K=0), \sqrt{2} (K=1 \sim N-1) \}$

【0038】図16で得られたバンド出力を元の信号に再構成して復調するための回路ブロック図が図17に示されている。概略構成は、N次DCT、逆方向加算、減算回路、シフトレジスタ1及び2、そして、ウィンドウ乗算、加算回路から成立している。この概略構成での計算処理手順は図9に示されるものである。

$$X_k = 1/N \cdot \sum_{i=0}^{N-1} X_i \cdot C_k \cdot \cos \{ (2i+1) \pi K / 2N \}$$

ただし、 $0 \leq k \leq N-1$, $C_k \{ 1 (K=0), \sqrt{2} (0 \leq k \leq N-1) \}$

【0041】図19は図17における逆方向加算回路と逆方向減算回路の出力をそれぞれシフトレジスタ1とシフトレジスタ2への入力の仕方を示している。逆方向加算回路では、偶数バンドN次DCT出力ODCTG

(P) ($0 \leq P \leq N-1$)と奇数バンドN次DCT出力ODCTK (P) ($1 \leq P \leq N-1$)を加算した出力OUT1 (P) ($0 \leq P \leq N-1$)を、

OUT1 (P) = ODCTG (P) (P=0)

OUT1 (P) = ODCTG (P) + ODCTK (N-P) ($1 \leq P \leq N-1$)となるように出力し、シフトレジスタ1に1ブロック(データN個)毎にデータをシフトして入力する。逆方向減算回路では、偶数バンドN

次DCT出力ODCTG (P) ($1 \leq P \leq N-1$)から奇数バンドN次DCT出力ODCTK (P) ($0 \leq P \leq N-1$)を減算した出力OUT2 (P) ($0 \leq P \leq N-1$)を

OUT2 (P) = ODCTK (P) (P=0)

OUT2 (P) = ODCTG (N-P) - ODCTK (P) ($1 \leq P \leq N-1$)となるように出力し、シフトレジスタ2に1ブロック(データN個)毎にデータをシフトして入力する。

【0042】図20では、シフトレジスタ1及びシフトレジスタ2から読み出したデータをウィンドウと乗算し、加算する手順が示されており、シフトレジスタからの読み出しは、シフトレジスタ1とシフトレジスタ2に格納されたデータを交互に行ってウィンドウと乗算する。

【0043】図21では、図17に示された再構成フィルターの計算処理手順を全体的に示したものであり、ここでもウィンドウは左半分の長さを用いている。

【0044】

【発明の効果】本発明は、以上説明したように、奇数バンドまたは偶数バンドに、直線移送変換とヘルベルト変換のいずれかを行い、それぞれのバンドにDCTを用い

1が成立する。

【0037】

【数1】

【0039】図18はDCT回路部分を示しており、図13で得られたNバンド出力を奇数バンドと偶数バンドに分割してDCT処理をおこなう。DCT入力を X_i 、同出力を X_k とすると式2が成立する。

【0040】

【数2】

たので、フィルターとしての減衰特性を十分大きくとることができ、折り返し雑音をキャンセルできるとともに、DSPによってリアルタイムに実現できる程度に計算量を低減することができた。

【0045】また、音声、音楽信号の圧縮符号などの分野において、粗い量子化を行う以前の帯域分割に利用すると効果的である。これは、各バンドの信号に対し、粗い量子化を行って、データ圧縮を行ったとしても、その歪が狭い帯域の中のみ発生するため、聴感上音質の劣化が少ないからである。

【0046】更に、ウィンドウの構造を適切に選べば、全てのバンドの復調信号を加算することによって折り返し雑音をキャンセルし、元の信号を復調することができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の基本となる2分割フィルターバンクの説明図である。

【図2】1つのサブバンドの出力信号を計算する手順を示す説明図である。

【図3】図2の出力信号計算の変形手順を示す説明図である。

【図4】図3の出力信号の基本シフトコサイン関数への変換手順を示す説明図である。

【図5】1つのサブバンドの出力信号のヘルベルト変換手順を示す説明図である。

【図6】基本シフトコサイン関数を用いたヘルベルト変換手順を示す説明図である。

【図7】1つのサブバンド信号による復調手順を示す説明図である。

【図8】区間長Nの復調信号を同時に計算する手順を示す説明図である。

【図9】DCTを用いた復調手順を示す説明図である。

【図10】4バンドの場合のフィルターバンク特性と、分割後の各バンドの特性を示す説明図である。

【図11】アンダーサンプリング後の各バンドの特性を示す説明図である。

【図12】再構成フィルタ通過後の各バンドの特性を示す説明図である。

【図13】奇数及び偶数バンドに分割する概略図である。

【図14】偶数バンド用ウィンドウ乗算、折りたたみ加算回路の計算手順を示す説明図である。

【図15】奇数バンド用ウィンドウ乗算、折りたたみ加算回路の計算手順を示す説明図である。

【図16】IDCT回路の概略図である。

【図17】再構成フィルタを形成する概略図である。

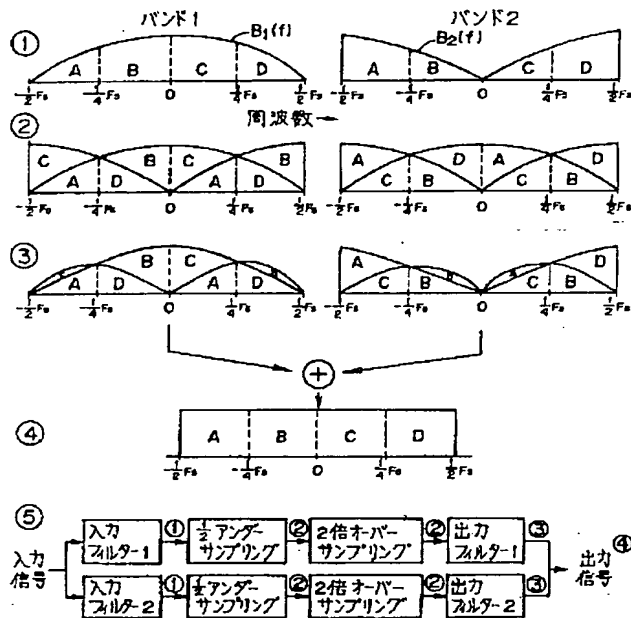
【図18】DCT回路の概略図である。

【図19】逆方向加算及び逆方向減算とシフトレジスタ1及び2への信号入力手順を示す説明図である。

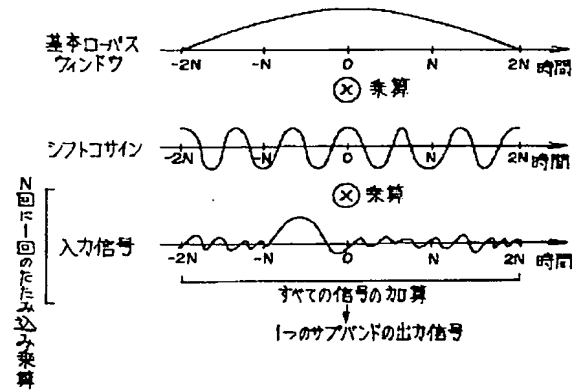
【図20】ウィンドウ乗算、加算回路の計算手順を示す説明図である。

【図21】図17の再構成フィルタを形成する計算手順を示す説明図である。

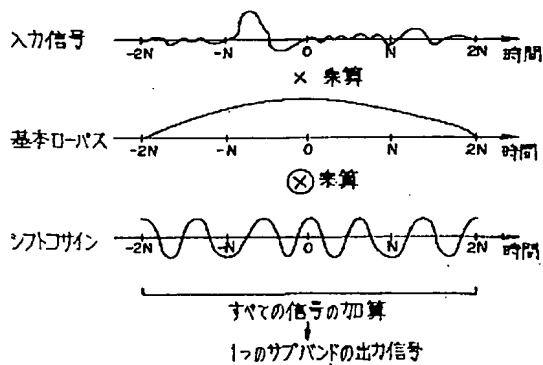
【図1】



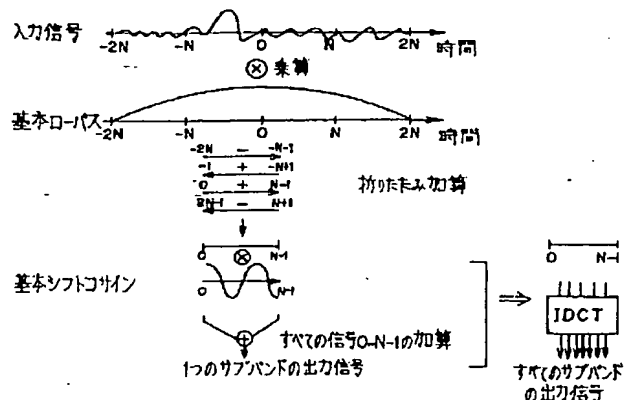
【図2】



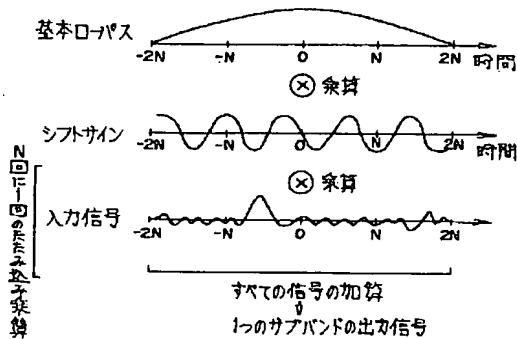
【図3】



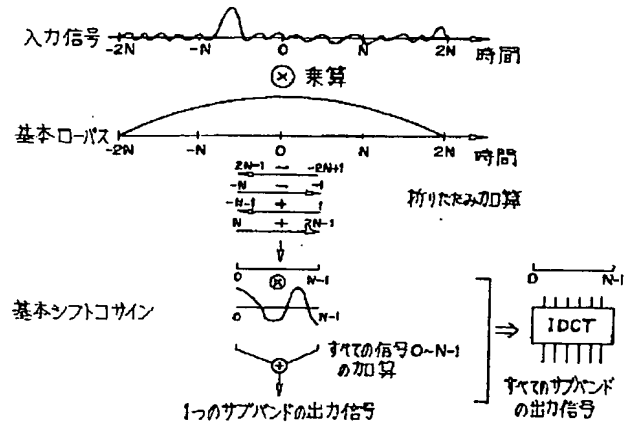
【図4】



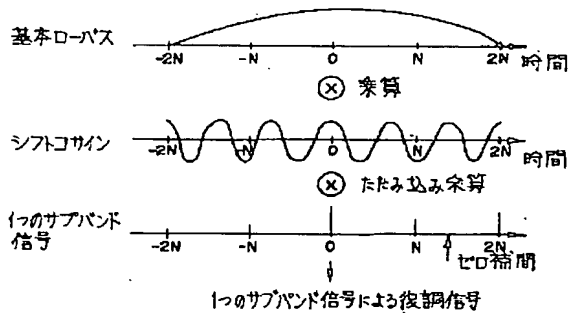
【図5】



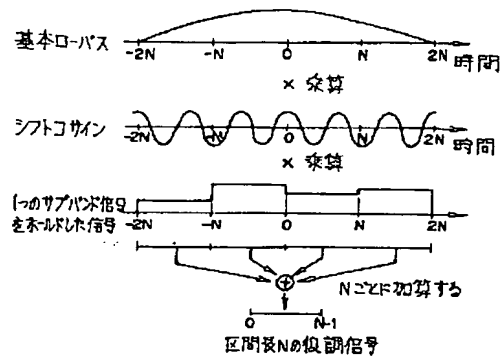
【図6】



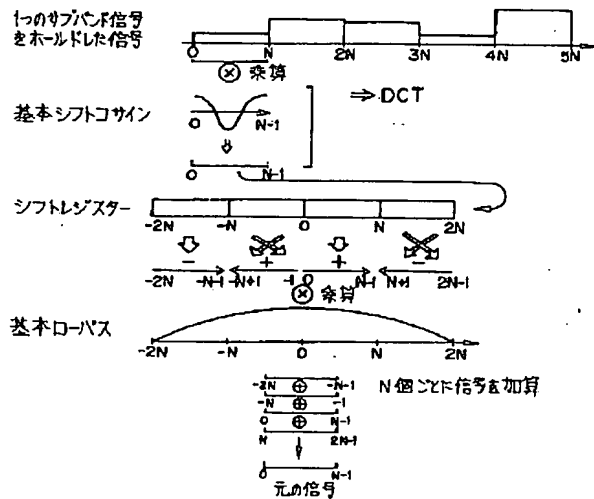
【図7】



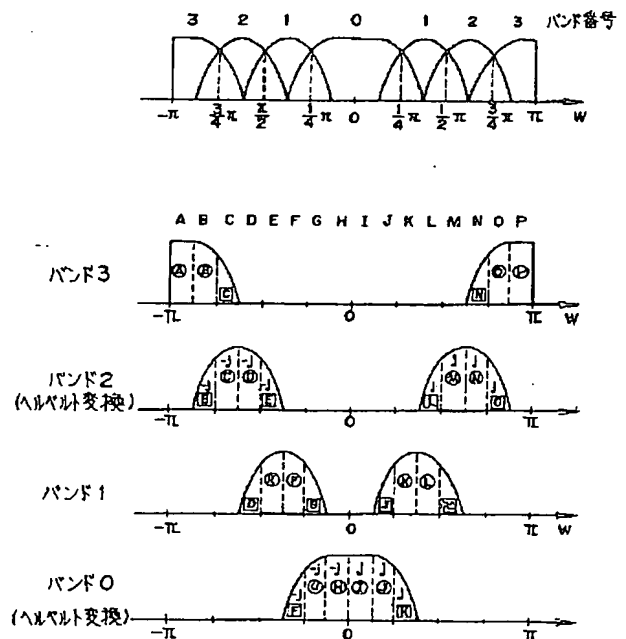
【図8】



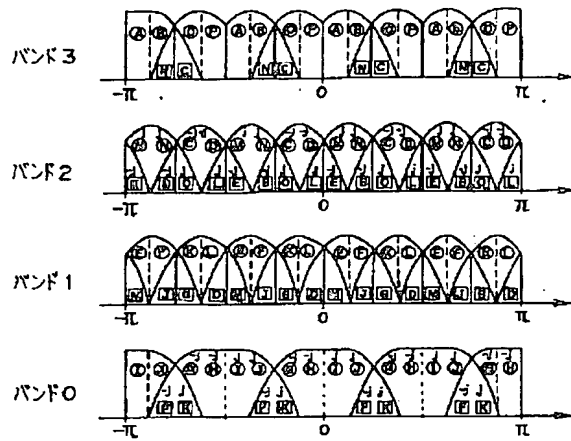
【図9】



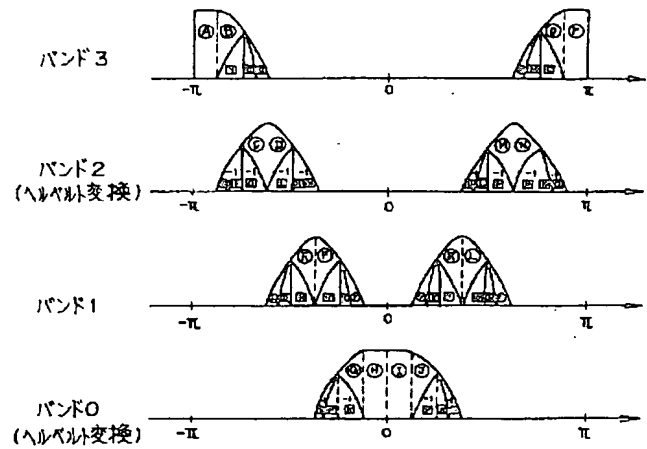
【図10】



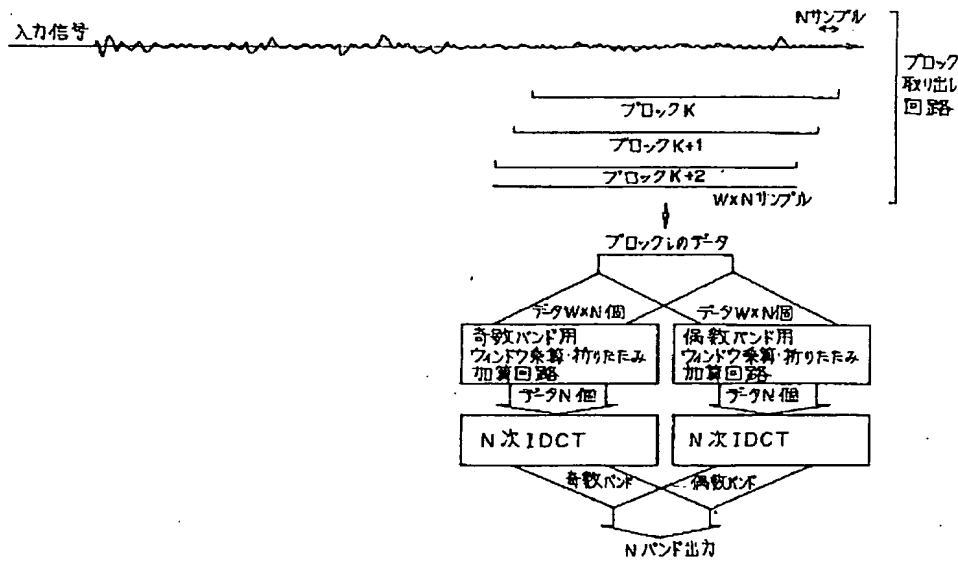
【図11】



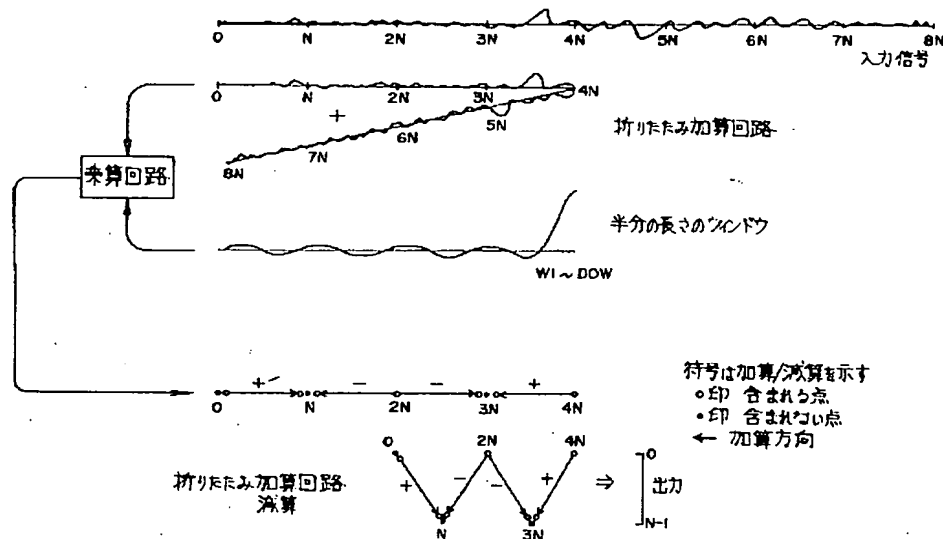
【図12】



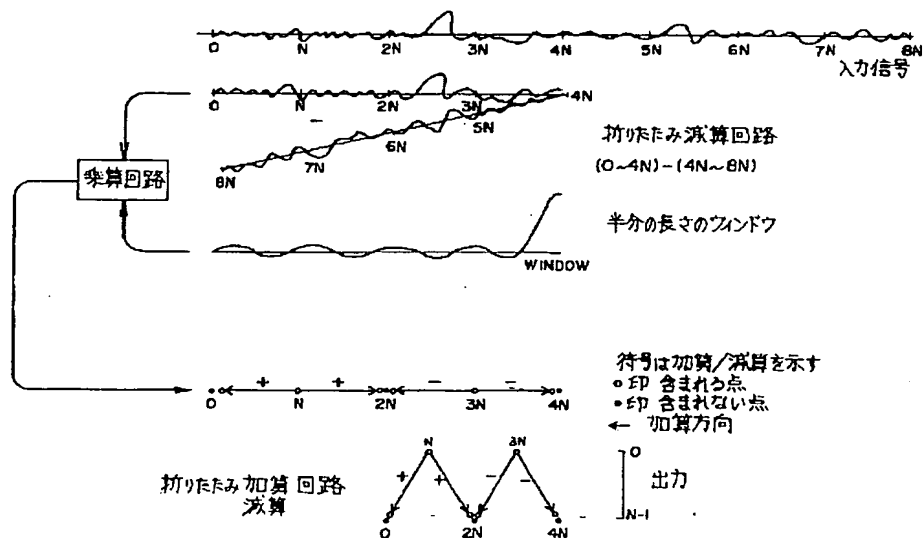
【図13】



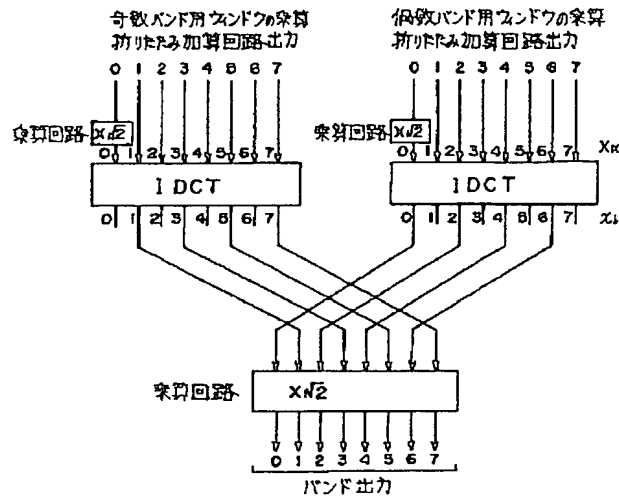
【図14】



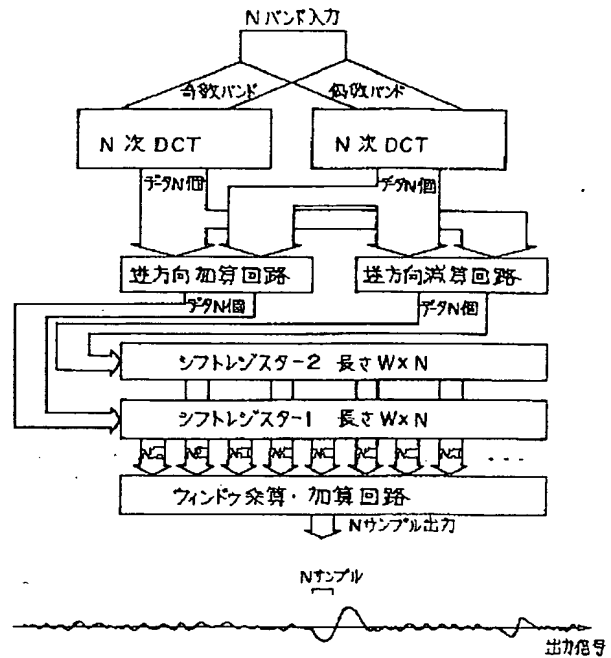
【図15】



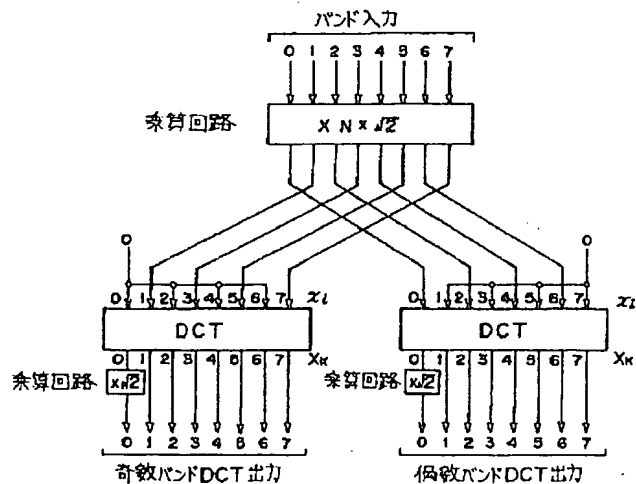
【図16】



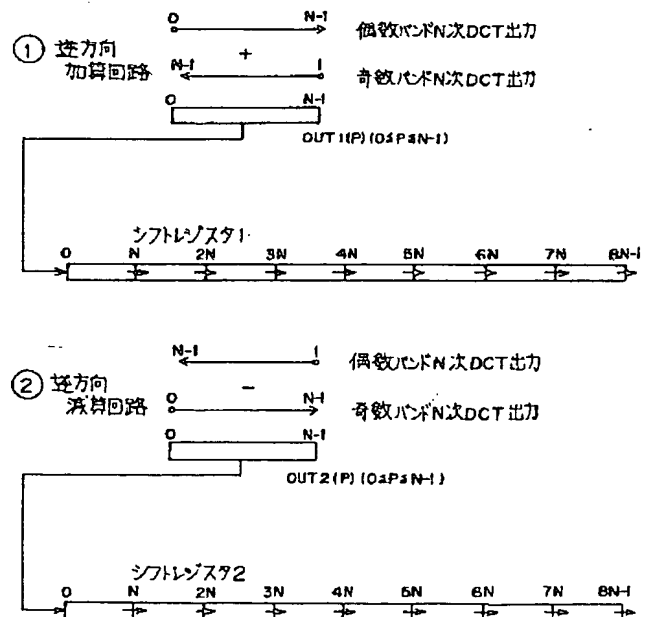
【図17】



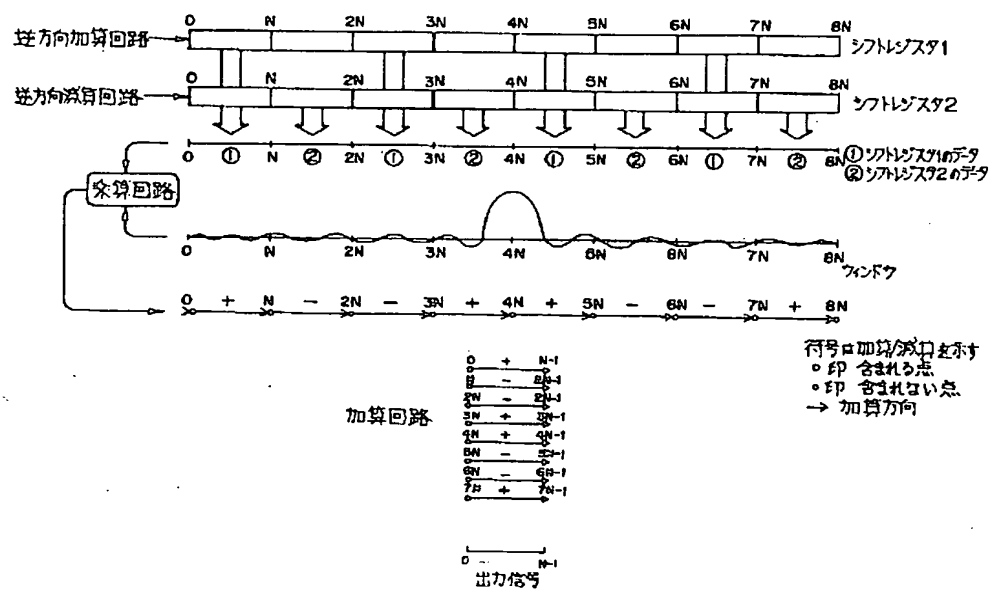
【図18】



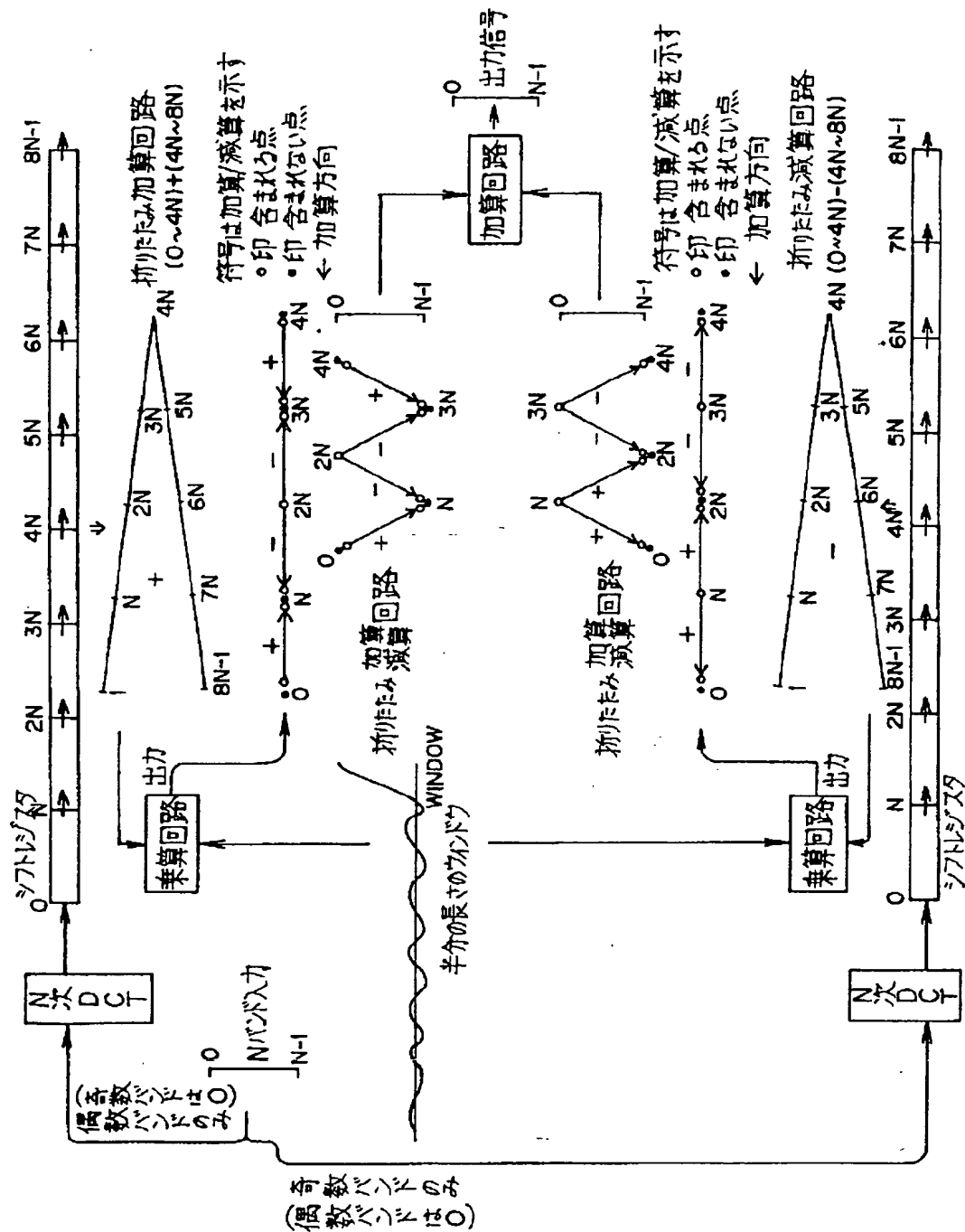
【図19】



【図20】



【図21】



【手続補正書】

【提出日】平成6年5月30日

【手続補正1】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】発明の名称

【補正方法】変更

【補正内容】

【発明の名称】 高速演算高性能フィルタバンクの構成方法

JAPANESE

[JP,07-115369,A]

CLAIMS DETAILED DESCRIPTION TECHNICAL FIELD PRIOR ART EFFECT OF THE
INVENTION TECHNICAL PROBLEM MEANS EXAMPLE DESCRIPTION OF DRAWINGS

[Translation done.]

* NOTICES *

Japan Patent Office is not responsible for any damages caused by the use of this translation.

1. This document has been translated by computer. So the translation may not reflect the original precisely.
2. **** shows the word which can not be translated.
3. In the drawings, any words are not translated.

CLAIMS

[Claim(s)]

[Claim 1] The 1st step which takes out N sample data from an input signal for every block, The 2nd step which carries out the multiplication of the window to the data obtained at the 1st step, The 3rd step which folds up and adds the data obtained at the 2nd step, The 4th step which performs Nth IDCT to the result obtained at the 3rd step is included. The high-speed operation highly efficient filter-bank configuration technique characterized by performing the aforementioned IDCT and obtaining N band output so that may become linear-phase conversion by one side of an odd number band and an even-number band and it may become helmet belt conversion on the other hand.

[Claim 2] The block signal of the length which multiplied by scale-factor W to the number of bands and measurement-size N of window width of face from the input signal N sample every The 1st step shifted and taken out, The 2nd step folded up and added after carrying out the multiplication of the window to the taken-out aforementioned block signal, The signal acquired at the 2nd step so that one side may become and another side may become helmet belt conversion to linear-phase conversion corresponding to an even-number band or an odd number band The 3rd step which carries out Nth IDCT processing, and the 4th step which carries out the undershirt sampling of the signal acquired at the 3rd step, and is transmitted as an N band output, The 5th step which divides into an even-number band and an odd number band, and performs Nth DCT processing, respectively after carrying out the over sampling technique of the transmitted N band output, The Nth even-number band DCT output and Nth odd number band output which were obtained at the 5th step are opposite-direction-added and opposite direction subtracted. The 6th step stored while shifting each operation output to the shift register of the length of $W \times N$ for every block, respectively, The high-speed operation highly efficient filter-bank configuration technique characterized by carrying out N sample output of the aforementioned input signal, and getting over including the 7th step folded up and added after reading the store data of each aforementioned shift register serially and carrying out a multiplication to a window.

[Translation done.]

* NOTICES *

Japan Patent Office is not responsible for any damages caused by the use of this translation.

1. This document has been translated by computer. So the translation may not reflect the original precisely.
2. **** shows the word which can not be translated.
3. In the drawings, any words are not translated.

DETAILED DESCRIPTION

[Detailed Description of the Invention]

[0001]

[Field of the Invention] this invention relates to the configuration technique of a filter bank used for efficient band split coding which compresses music and a sound signal and is encoded.

[0002]

[Description of the Prior Art] In compression of HiHi audio digital signal used from the former, multi-band sub coding is processed through processing of the sub band VCF of a band, central value normalization, bit allocation, quantum coding, the formation of frame data, and a channel in the procedure of synchronous error processing, double-sign-izing, central value reverse normalization, and reverse sub band filtering of many bands. Actual filter-bank processing is performed in digital one, and data processing constitutes the filter bank using DSP. (The "radio technical" December, 1991 issue, the 156th page or the 161st page, the "radio technical" February, 1993 issue, the 54th page, or the 60th page)

[0003] As the method of the configuration of the aforementioned filter bank, there are technique by FIR VCF, technique by MDCT, and technique by DFT bank. if the maximum infanticide filter bank which made the number of bands to B and made the window length twice [M] number B of bands is constituted from the technique by FIR VCF -- the number of times of a multiplication, and the number of times of an addition -- both -- MB2 It is needed and computational complexity increases in proportion to the square of the number of bands.

[0004] Moreover, since the high-speed operation of the aforementioned filter bank can be carried out by the technique by MDCT using DCT/DST, even if $B(\log_2 B) / 2 + M$ and B, and the number of times of an addition serve as $3(\log_2 B) B / 2 - B + 1 + M$, and B and the number of times of a multiplication increases the number of bands -- almost -- the number of bands -- it is proportional -- computational complexity only increases -- although -- Since M is restricted to 2, since a noise is canceled by return [the damping property of a band is bad and / top / time-axis], there is no degree of freedom in the filter design in a frequency domain.

[0005] Furthermore, since M is also arbitrary, although it ends with 1 time of DFT (FFT), and 1 time of a window of a multiplication, and an addition, and a filter shape can be designed freely and the technique by DFT bank is enough also as the damping property, in order to reconfigure a VCF, only by clinch noise cancel with a contiguity band, it is useless and a complicated reconstruction VCF is needed.

[0006]

[Problem(s) to be Solved by the Invention] The conditions needed for the filter bank used for band split coding which compresses music and a sound signal and is encoded are that the damping property of ** VCF is large (120dB or more is desirable) enough.

** It is that computational complexity does not increase so that it is unrealizable by DSP, even if the number of cancellable [a clinch noise] ** split bands increases only by the neighboring band comrade.

[0007] Although the above-mentioned ** and ** can be satisfied, computational complexity increases in proportion to the square of the number of split bands, and it is not satisfied of the above-mentioned ** with the technique by the aforementioned FIR VCF. Moreover, although the above-mentioned ** and ** are satisfied, in the above-mentioned **, the width of face of a

window is restricted the twice of a split band, and it is not satisfied with the technique by the aforementioned MDCT. And although it can be satisfied of the above-mentioned ** and ** with the technique by the aforementioned DFT bank, since the complicated clinch cancel by all bands is needed, the above-mentioned ** cannot be satisfied [with it] of **.

[0008] this invention aims at offering the high-speed operation highly efficient filter bank in band split coding which satisfies all of condition **s or **s.

[0009]

[Means for Solving the Problem] The 1st step which takes out N sample data from an input signal for every block in order that this invention may solve the above-mentioned technical problem, The 2nd step which carries out the multiplication of the window to the data obtained at the 1st step, The 3rd step which folds up and adds the data obtained at the 2nd step, Including the 4th step which performs Nth IDCT to the result obtained at the 3rd step, the aforementioned IDCT is performed and N band output is obtained so that may become linear-phase conversion by one side of an odd number band and an even-number band and it may become helmet belt conversion on the other hand, The block signal of the length which multiplied by scale-factor W to the number of bands and measurement-size N of window width of face from the input signal N sample every And the 1st step shifted and taken out, The 2nd step folded up and added after carrying out the multiplication of the window to the taken-out aforementioned block signal, The signal acquired at the 2nd step so that one side may become and another side may become helmet belt conversion to linear-phase conversion corresponding to an even-number band or an odd number band The 3rd step which carries out Nth IDCT processing, and the 4th step which carries out the undershirt sampling of the signal acquired at the 3rd step, and is transmitted as an N band output, The 5th step which divides into an even-number band and an odd number band, and performs Nth DCT processing, respectively after carrying out the over sampling technique of the transmitted N band output, The Nth even-number band DCT output and Nth odd number band output which were obtained at the 5th step are opposite-direction-added and opposite direction subtracted. The 6th step stored while shifting each operation output to the shift register of the length of $W \times N$ for every block, respectively, The store data of each aforementioned shift register are read serially, and after carrying out a multiplication to a window, it considers as the high-speed operation highly efficient filter-bank configuration technique by carrying out N sample output of the aforementioned input signal, and getting over including the 7th step folded up and added.

[0010] In order to enlarge the damping property of a VCF enough, and for the lap of an adjoining band and a band to be made to produce it and to cancel a clinch noise, either an odd number band or an even-number band is used as a helmet belt conversion (phase conversion of 90 degrees) VCF, and let another side be a linear-phase VCF. After carrying out the multiplication of the window furthermore, by using DCT for each of an odd number band and an even-number band, computational complexity was reduced and it considered as the configuration with which it is satisfied of aforementioned condition ** or **.

[0011]

[For **] By using the above high-speed operation highly efficient filter banks for band split coding, the magnitude of attenuation of each band is also large at the very large number of bands, and the filter bank which can also cancel a clinch noise can be easily realized on real time by DSP.

[0012]

[Example] Hereafter, the example of this invention is explained, referring to a drawing. First, in this invention, it explains that a clinch noise is cancellable. As an easy example, 2 split filter bank which is shown in ** of drawing 1 is considered. After 2 ****s of input signals are carried out with input VCFs 1 and 2, they carry out 2 double over sampling technique of each after $1/2$ undershirt sampling, the decode of each is carried out by output filters 1 and 2, and, finally both are added to them, and they turn into an output signal. A or D, and the function of a VCF curve are set [a sampling frequency] for the signal of Es and four bands to $-1/2$ and $F_s \leq f \leq 1/2 F_s$ here, and it is B1 with a band 1. It is B-2 with (f) and the band 2. If (f), as shown in ** of drawing 1 , 2 ****s of input signals will be used as the band 12 and the band 2. Subsequently, by carrying out

1/2 undershirt sampling, it becomes a property like ** of drawing 1, and a clinch noise occurs. And in order to compound the signal of each band again, if an output filter is applied after an over sampling technique, it will become the filter shape shown in ** of drawing 1. In order to consider as the original signal which is shown in ** of drawing 1, the signal of the band 1 of ** and the band 2 is added.

[0013] In drawing 1, when two bands are added, a clinch noise can be canceled and the conditions in which the original signal remains are needed. As the same property, the input VCF and output filter of ** of drawing 1 are as follows, when the signal of each band of ** of drawing 1 is searched for.

- 1/2 and $F_s \leq F \leq 1/4$, F_s (the Original Signal A)

Band 1 $B12(f)$, $A+B1(f+1/2, F_s)$, $B1(f)$, and C band 2 $B22(f)$, $A+B-2(f+1/2, F_s)$ and $B-2(f)$, $C-1/4 \leq f \leq 0$ (the original signal B)

Band 1 $B12(f) - B+B1(f+1/2, F_s)$, $B1(f)$, and D band 2 $B22(f)$, $B+B-2(f+1/2, F_s)$, $B-2(f)$ and $D0 \leq f \leq 1/4$, F_s (original signal C)

Band 1 $B12(f) - C+B1(f+1/2, F_s)$, $B1(f)$, and A band 2 $B22(f)$, $C+B-2(f+1/2, F_s)$, $B-2(f)$, and $A1/4 \leq f \leq 1/2$, F_s (the original signal D)

A band 1 $B12(f)$, $D+B1(f+1/2, F_s)$, $B1(f)$, and C band 2 They are $B22(f)$, $D+B-2(f+1/2, F_s)$, $B-2(f)$ and C however $B1(f+1/2, F_s) = B1(f-1/2, F_s)$, and $B-2(f+1/2, F_s) = B-2(f-1/2, F_s)$.

[0014] As mentioned above, the component of the original signal and the 2nd item in the signal in each band of each band express the 1st item of the component of a clinch noise. Then, it will be set to $B12(f)+B22(f)=1$ if the conditions to which the original signal returns are searched for when a band 1 and the band 2 are added. Moreover, when a band 1 and the band 2 are added and the conditions which can cancel a clinch noise are searched for, since the 2nd above-mentioned item should just become 0 in each band, they are $B1(f+1/2, F_s)$, $B1(f) = -B-2(f+1/2, F_s)$, and $B-2(f)$.

It becomes. In order to fulfill this condition, it is $B1 \text{ (f)} = jB2(f+1/2, F_s)$.

Or $B-2(f) = jB1(f+1/2, F_s)$

It comes out and there is a certain need. As what was the same as for the VCF curve of a band 1 and the band 2, and was shifted, when helmet belt conversion, then both bands are added [one of the two's band] for another [linear-phase conversion and] band, it turns out that this can realize cancel of a clinch noise.

[0015] In this invention, when cancel conditions are fulfilled for a noise by the VCF function by return with the two aforementioned conditions, i.e., the conditions to which the original signal returns, the original signal gets over. If an even-number band is made as linear-phase conversion and an odd number band is made into helmet belt conversion or reverse combination when calculating the VCF of each band by much numbers of partitions of a filter bank coming out, and dividing into an odd number band and an even-number band in a certain case, a noise is cancellable by return with a neighboring band. In this invention, in order to calculate these conversion at high speed, DCT is used.

[0016] About the procedure to which divides an input signal into a sub band and it restores as an output signal, the case where the even-number band was considered as linear-phase conversion, and an odd number band is considered as helmet belt conversion is explained.

[0017] In order to constitute a ***** VCF, a basic low pass filter can be designed first and the VCF of arbitrary properties can be obtained by shifting it on a frequency shaft. if it carries out and excels in a linear-phase VCF when shifting, it is the same as that of a longitudinal direction on a frequency shaft -- it is made to ***** This is obtained on a time-axis by carrying out the multiplication of the cosine function to the impulse response (window) of a basic low pass filter. At this time, the frequency of a cosine function changes with amounts to shift.

[0018] In order to calculate one sub band, after carrying out the multiplication of the shift cosine function to the window of a basic low pass filter, an input signal is folded, the undershirt sampling of the lump multiplication is carried out and carried out, and it becomes an output signal from this. Here, only the frequencies of a cosine function differ by calculation of each sub band.

Moreover, in order to perform an undershirt sampling, it folds, and it is not necessary to perform a

lump multiplication to each sample of an input signal, and it is good in the number of split bands at once to N , then N times. If these procedures are illustrated collectively, when it will become as it is shown in drawing 2 and it will consider as the output signal of one sub band, N input signals are shifted, the same calculation is repeated, and all signals are added. Thus, computational complexity will be reduced, if the procedure shown in drawing 2 is replaced, the multiplication of the window of an input signal and a basic low pass filter is carried out previously and the multiplication of the shift cosine function is carried out after that, as shown in drawing 3, since the multiplication of the window of a basic low pass filter and an input signal becomes common and this calculation can be managed with each obtained band in drawing 1, even if it calculates all sub bands.

[0019] Furthermore, computational complexity is reduced using the periodicity of a shift cosine function. When the number of split bands is set to i , a shift cosine function can express [the number] the number of N and a band with $\cos [(2K+1) - \pi i / 2N]$ for the sample number on K and a time-axis. Only $\pi i / 2N$ shall shift a basic low pass filter. When the shift cosine function in the section zero to $N-1$ is made into a basic \cos cosine function, about other sections, it is as follows.

Section $N-2N-1$ ($1 \leq i \leq N-1$)

$$\cos [(2K+1) \pi (2N-i) / 2N]$$

$$= \cos [-(2K+1) \pi i / 2N + (2K+1) \pi]$$

$$= -\cos [(2K+1) \pi i / 2N]$$

Section $-2N--N-1$ ($0 \leq i \leq N-1$)

$$\cos [(2K+1) \pi (i-2N) / 2N]$$

$$= -\cos [(2K+1) \pi i / 2N]$$

Section $-N--1$ ($1 \leq i \leq N-1$)

$$\cos [(2K+1) \pi i / 2N]$$

these are collected and it can set in each section -- if foundations are carried out and a \cos sign function expresses, it will become as it is shown in Table 1

[0020]

[Table 1]

区 間	$-2N \sim -N-1$	$-N \sim -1$	$0 \sim N-1$	$N \sim 2N-1$
符 号	-	+	+	-
時間軸方向	正方向	逆方向	正方向	逆方向

[0021] This is repeated by $4N$ synchronization and it is shown that a shift cosine function can be expressed by the basic shift cosine function of length N so that it may understand in Table 1.

Consequently, the calculation procedure of a sub band comes to be shown in drawing 4, and can be calculated by the basic shift cosine function instead of the shift cosine function in drawing 3. Only basic shift functions differ in each sub band, and it carries out a folding addition after the multiplication of an input signal and the window of a basic low pass filter. Point N and point $-N$ do not add at this time. The technique of calculating the output signal of a sub band at once about all sub bands from the signal by which the folding addition was carried out here is IDCT. Since a high-speed approach exists, IDCT has few calculations and ends. Above, it can ask for the output signal of an even-number band.

[0022] Furthermore, about an odd number band, since it becomes impossible to cancel a noise by return finally if helmet belt conversion is not carried out, in an odd number band, it needs to calculate independently that it is the same the same as that of the calculation procedure in an even-number band. When calculating a VCF by helmet belt conversion, a frequency can obtain by a frequency's carrying out j in a positive direction, carrying out the multiplication of the $-j$ to a basic low pass filter by the negative direction, respectively, and shifting to it, and this is carrying out the multiplication of the sign function to the window of a basic low pass filter on a time-axis. With having been shown in the drawing 2 in an even-number band, instead of a shift cosine function, a shift sign function is used for the procedure which calculates the output signal of one sub band of an odd number band, and it calculates the output signal of one sub band with the same

procedure. The procedure is shown in drawing 5. A calculation procedure is similarly replaced with furthermore drawing 3 having shown, and computational complexity is reduced from the property of a shift sign function.

[0023] The sample number on K and a time-axis is set to i for the number of N and a band, only when the number of K is odd, helmet belt conversion of the number of split bands is carried out, and only $\frac{(2K+1)\pi}{2N}$ shift and calculate a basic low pass filter. A shift sign function is expressed with $-\sin[\frac{(2K+1)\pi i}{2N}]$ at this time. It is as follows when each section is expressed with this shift sign function.

Section N-2N-1 ($0 \leq i \leq N-1$)

$$\begin{aligned} & -\sin[\frac{(2K+1)\pi(i+N)}{2N}] \\ & = \cos[\frac{(K+1)\pi + (2K+1)\pi i}{2N}] \\ & = \cos[\frac{2K+1\pi i}{2N}] \end{aligned}$$

Section zero to N-1 ($1 \leq i \leq N-1$)

$$\begin{aligned} & -\sin[\frac{(2K+1)\pi(N-i)}{2N}] \\ & = \cos[-\frac{(K+1)\pi + (2K+1)\pi i}{2N}] \\ & = \cos[\frac{2K+1\pi i}{2N}] \end{aligned}$$

Section-N--1 ($0 \leq i \leq N$)

$$\begin{aligned} & -\sin[\frac{(2K+1)\pi(i-N)}{2N}] \\ & = -\cos[-\frac{(K+1)\pi + (2K+1)\pi i}{2N}] \\ & = -\cos[\frac{2K+1\pi i}{2N}] \end{aligned}$$

Section-2N <= -N-1 ($1 \leq i \leq N-1$)

$$\begin{aligned} & -\sin[\frac{(2K+1)\pi(-N-i)}{2N}] \\ & = -\cos[\frac{(K+1)\pi + (2K+1)\pi i}{2N}] \\ & = -\cos[\frac{2K+1\pi i}{2N}] \end{aligned}$$

[0024] If the above thing is collected, it will become as it is shown in Table 2, and will be repeated 4N period.

[0025]

[Table 2]

区 間	$-2N \sim -N-1$	$-N \sim -1$	$0 \sim N-1$	$N \sim 2N-1$
符 号	-	-	+	+
時間軸方向	逆方向	正方向	逆方向	正方向

[0026] Table 2 shows that a shift sign function is expressed with the basic shift cosine function of length N. Consequently, it can carry out like the calculation procedure of the even-number band shown in drawing 4, and as shown in drawing 6, the sub band VCF by which helmet belt conversion was carried out can be calculated using IDCT by the basic shift cosine function. However, the method of a fold-up addition differs from it of drawing 4.

[0027] As mentioned above, although it has explained adopting linear-phase conversion in an even-number band, adopting helmet belt conversion in an odd number band, and calculating a VCF using IDCT, respectively so that a noise might be canceled by return, when getting over to the original signal, the calculation procedure of the reconstruction filter bank which next restores to the original signal is explained.

[0028] In order to recover the original signal from one sub band signal, the structure of the window of a basic low pass filter must be suitable. The conditions of a window are described. When $W(w)$ and the number of split bands are set to N for a window, at least, gain is set to 0 in section $w \leq -\pi/N$, and $w \geq \pi/N$, and it is required to be a bilateral symmetry ($-w$), i.e., $W(w) = W(-w)$, centering around $w = 0$. It is that the following relation makes it furthermore materialized in approximation among the functions $W(w - \pi/N)$ and $W(w)$ with which only π/N shifted window $W(w)$. In section $0 \leq w \leq \pi/N$, in order to restore to $\{W(w)\}^2 + \{W(w - \pi/N)\}^2 = 1$, therefore the original signal, it is with the time of a sub band split and reconstruction, and the same window must be used. The window which fulfills such conditions can adjust a parameter by the ***** method, and it can ask for it.

[0029] Thus, if the structure of a window is chosen pertinently, by adding the recovery signal of

all bands, a clinch noise can be canceled and it can restore to the original signal. The calculation procedure of the recovery is shown in drawing 7. The configuration of a VCF is fundamentally [as the calculation procedure of the above-mentioned VCF] the same. The multiplication of the shift cosine function is carried out to the window of a basic low pass filter, one sub band signal is folded and a lump multiplication is carried out. If it shifts one sample at a time, a multiplication is carried out and all are added at this time, the recovery signal by one sub band signal will be acquired. Since the multiplication with this complemented zero is *****, as it folds, and a lump multiplication is shown in drawing 8, it adds for every N using the signal which held one sub band signal, and the recovery signal of section length N is acquired.

[0030] Furthermore, as seen in the above-mentioned table 1, with the property of a shift cosine function, the multiplication of the signal and shift cosine function which held one sub band signal is only a multiplication with a basic shift cosine function, and the rest should just repeat and use the result. As shown in drawing 9, DCT is used for the multiplication of a basic shift cosine function, the signal of a sub band (even-number band) is calculated, a calculation procedure is replaced, and computational complexity is reduced. The signal of section length N which shifts every N pieces by DCT and was calculated is inputted into a shift register. the time of carrying out a multiplication to the window of a basic low pass filter -- a shift register to section-2N - -N -- remaining as it is -- the section -N-0 -- the sense of a signal -- the reverse sense -- ** -- it reads so that it may say And a signal is added every N pieces and the original signal is acquired.

[0031] Although it is shown by drawing 9 that a recovery of the even-number band of linear-phase conversion can perform at high speed using DCT, it is calculable with the same technique as a recovery of an even-number band using DCT about the odd number band of helmet belt conversion as well as Table 2. If these results are added at the end, it can restore to the signal of the origin of all.

[0032] Furthermore, the multiplication of the window of a basic low pass filter can be finished at once by the orientation of time inputting into two shift registers, the right orientation and an opposite direction, in the phase of inputting into a shift register, and adding the signal of an even-number band and an odd number band in this phase. All can be expressed, if one of the shift-register outputs of the modality of A which carried out the opposite direction addition of the result, and two B is used, although DCT result of an even-number band and an odd number band is shown in Table 3. In addition, in class A which carried out the opposite direction addition, an alignment positive orientation + helmet belt opposite direction and class B show the alignment opposite direction-helmet belt positive orientation.

[0033]

[Table 3]

区 間		$-2N \sim -N-1$	$-N \sim -1$	$0 \sim N-1$	$N \sim 2N-1$
偶 線数 パ 形 ン ド	符 号	-	+	+	-
	時間軸方向	正方向	逆方向	正方向	逆方向
ヘ奇 ル数 ベ パ ル ン ト ド	符 号	-	-	+	+
	時間軸方向	逆方向	正方向	逆方向	正方向
逆加 方算 向	種別	- A	B	A	- B

[0034] Next, the filter bank by which N split was carried out is explained or more to two using a

circuit block diagram. Even when it divides into two or more many bands, about the place with which each band has lapped, it is comparatively the same for 2 minutes, and comparatively, a clinch noise will be canceled and, as for each band, linear-phase conversion and helmet belt conversion must be repeated by turns by the same conditions for 2 minutes. And the calculation procedure of a filter bank is as above-mentioned.

[0035] The filter shape of each band at the time of being divided into four bands is shown in drawing 12 from drawing 10. In drawing 10, although the property of a filter bank is shown in an upper case, the band of the same number of the positive/negative of a frequency is the same band, therefore is not a complex bank but a real bank. Moreover, it is the maximum infanticide filter bank and is turned up with the line of the dotted line of drawing. The property of each band after dividing into the lower berth of this drawing is shown. As for an even-number band, linear-phase conversion is performed, and, as for the even-number band, helmet belt conversion is performed. A-P show the location of a band and j expresses phase rotation of -j-90 degrees for phase rotation of +90 degrees. In drawing 11, the property of each band which divided and carried out the undershirt sampling is shown, and it turns out that the clinch noise has occurred. Drawing 12 shows the property of each band of transit of a reconstruction VCF, and although the property of a reconstruction VCF is the same as that of a split filter, the phase of helmet belt conversion is inverted 180 degrees. If the property of a VCF is suitable at this time (i.e., if the two above-mentioned conditions are satisfied), a clinch noise is canceled and it can get over to the original signal in approximation. It is shown that the sign of a signal has inverted -1 in drawing 12.

[0036] In order to obtain the filter shape after a split which is shown in drawing 10, the circuit block diagram of the band split which realizes the calculation procedure shown in drawing 4 is shown in drawing 13. When the scale factor to the number of bands of the width of face of a window is set to W, from an input signal, block i of the length of a WxN sample is taken out in a block ejection circuit, and WxN piece data are inputted into the window multiplication the object for odd number bands, and for even-number bands, and a folding adder circuit, respectively. And Nth IDCT processing is performed for N data outputted from each circuit for the object for odd number bands, and even-number bands, respectively. Subsequently, N band output is obtained by adding each output. If it hits one of the window conditions at the multiplication of a window since the bilateral symmetry may have shown the procedure to this window multiplication and a folding addition as mentioned above although it is the drawing 14 and the drawing 15, it has reduced computational complexity using the length of a left half. Here, the case of W= 8 is shown. And the circuit block which carries out IDCT processing of the N data from a window multiplication and a folding adder circuit is shown in drawing 16, and it is in the case of N= 8. Here, a formula 1 is materialized, when IDCT input is set to Xk and this output is set to xi.

[0037]

[Equation 1]

$$X_i = 1/N \cdot \sum_{k=0}^{N-1} X_k \cdot C_k \cdot \cos \{ (2i+1) \pi K / 2N \}$$

ただし、 $0 \leq i \leq N-1$, $C_k \{ 1 (K=0), \sqrt{2} (K=1 \sim N-1) \}$

[0038] The circuit block diagram for reconfiguring the band output obtained in drawing 16 to the original signal, and getting over is shown in drawing 17. The outline configuration is materialized from Nth DCT, an opposite direction addition, a subtractor circuit, the shift registers 1 and 2 and a window multiplication, and an adder circuit. The calculation procedure in this outline configuration is shown in drawing 9.

[0039] Drawing 18 shows DCT circuit fraction, divides into an odd number band and an even-number band N band output obtained in drawing 13, and performs DCT processing. A formula 2 will be materialized, if DCT input is set to Xi and this output is set to Xk.

[0040]

[Equation 2]

$$X_k = 1/N \cdot \sum_{i=0}^{N-1} X_i \cdot C_k \cdot \cos \{ (2i+1) \pi K / 2N \}$$

ただし、 $0 \leq k \leq N-1$, $C_k \{ 1 (K=0), \sqrt{2} (0 \leq k \leq N-1) \}$

[0041] Drawing 19 shows the method of the input to a shift register 1 and the shift register 2 for the output of the opposite direction adder circuit and opposite direction subtractor circuit in drawing 17, respectively. It is $OUT1(P) = ODCTG$ about the output $OUT1(P)$ and \bar{d} ($0 \leq P \leq N-1$) which added Nth even-number band DCT output $ODCTG(P)$, ($0 \leq P \leq N-1$), and Nth odd number band DCT output $ODCTK(P)$ and ($1 \leq P \leq N-1$) in the opposite direction adder circuit ($P=0$)

$OUT1(P) = ODCTG(P) + ODCTK(N-P)$ ($1 \leq P \leq N-1$) It outputs so that it may become, and data are shifted and inputted into a shift register 1 at every 1 block (N data). It is $OUT2(P) = ODCTK$ about the output $OUT2(P)$ which subtracted Nth odd number band DCT output $ODCTK(P)$ and ($0 \leq P \leq N-1$) from Nth even-number band DCT output $ODCTG(P)$ and ($1 \leq P \leq N-1$) in the opposite direction subtractor circuit, and ($0 \leq P \leq N-1$) ($P=0$)

$OUT2(P) = ODCTG(N-P) - ODCTK(P)$ ($1 \leq P \leq N-1$) It outputs so that it may become, and data are shifted and inputted into a shift register 2 at every 1 block (N data).

[0042] In drawing 20, the multiplication of the data read from the shift register 1 and the shift register 2 is carried out to a window, and the procedure to add is shown, and read-out from a shift register performs by turns the data stored in the shift register 1 and the shift register 2, and carries out a multiplication to a window.

[0043] In drawing 21, on the whole, the calculation procedure of the reconstruction VCF shown in drawing 17 is shown, and the window uses the length of a left half also here.

[0044]

[Effect of the Invention] It was able to reduce computational complexity to the grade realizable [with DSP] on real time while it could take the sufficiently large damping property as a VCF in the odd number band or the even-number band and could cancel the clinch noise in it, since this invention performed whether it was ***** of straight-line migration conversion and helmet belt conversion and used DCT for each band, as explained above.

[0045] Moreover, in fields, such as a compression sign of voice and a music signal, if it uses for a band split before performing a coarse quantization, it is effective. This is because there are few degradations of the quality of an audibility overtone since the distortion occurs only in a narrow band, though a coarse quantization is performed and a data compression is performed to the signal of each band.

[0046] Furthermore, if the structure of a window is chosen pertinently, by adding the recovery signal of all bands, a noise can be canceled by return and it can restore to the original signal.

[Translation done.]